

همزمانسازی سیستمهای آشوبی مرتبه کسری خاص با استفاده مدلغزشی فازی تطبیق

محمد حسین پور گنابادی^۱، علی کارساز^۲

۱-دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق کنترل، موسسه آموزش عالی خراسان، مشهد

۲-استادیار گروه مهندسی برق کنترل، موسسه آموزش عالی خراسان، مشهد

چکیده-

در این مقاله به کنترل آشوب و بررسی مشکلات همزمان سازی دو سیستم آشوبی مرتبه کسری با روش مدلغزشی فازی تطبیقی پرداخته شده است. بر اساس تئوری پایداری لیاپانوف و نظریه کنترل مدلغزشی، قانون کنترل برای همزمان سازی سیستم استخراج می شود. در ادامه سیگنال کنترلی ایجادشده به همراه سیگنال سطح لغزش (S) و تغییرات سطح لغزش (dS/dt) به عنوان دیتای یک شبکه عصبی فازی انتخاب شده است بعد از ایجاد سیستم فازی این سیستم کنترلی جایگزین کنترل کننده طراحی شده می شود. در پایان شبیه سازی عددی همزمان سازی دو سیستم آشوبی مرتبه کسری و مقاوم بودن این کنترل کننده را در برابر نویز اغتشاش و تغییر شرایط اولیه نشان داده می شود.

کلمات کلیدی: آشوب، سیستم مرتبه کسری، پایداری لیاپانوف، کنترل مدلغزشی، کنترل فازی تطبیقی

۱. مقدمه

رفتار آشوبناک سیستمهای دینامیکی را می توان در بسیاری از کاربردهای واقعی جهان مانند مدار-ریاضیات- سیستمهای قدرت- پزشکی- زیست شناسی الکتروشمیایی- و غیره استفاده شود؛ بنابراین آشوب یکی از جالبترین موضوعاتی است که متخصصان در رشته های مختلف علمی را به خود جذب کرده است. حساب دیفرانسیل کسری از حدود ۳۰۰ سال پیش مطرح شده است اما کاربردهای آن در فیزیک و مهندسی فقط در ده های اخیر آغاز شده است. بسیاری از سیستمها در زمینه های میان رشته ای را می توان با مشتقات مرتبه کسری مدل نمود به تازگی کنترل و همزمان سازی سیستمهای آشفته یکی از جالبترین موضوعاتی است که دانشمندان زیادی را به خود جذب کرده است.

مثال،

به عنوان

در [۱]، هماهنگ سازی سیستم آشوب مرتبه کسری یکپارچه مورد مطالعه قرار گرفته است. در [۲]، همگام سازی آشوب از سیستم آشوبی مرتبه کسری Duffing می باشد. کنترل بر اساس کنترل مد لغزشی فعال را برای همزمان سازی سیستم آشوبی مرتبه کسری به کار برده است. در [۳] ارائه شده است. در [۴]، شرایط Routh-هورویتز کسری برای کنترل آشوب مرتبه کسری در سیستم Duffing-vanderPol استفاده می شود. در [۵]، یک سطح کسری قوی هوشمند کشویی کنترل حالت برای یک سیستم غیرخطی مورد مطالعه است. در [۶]، سیستم hyperchaotic مرتبه کسری جدید ارائه شده است و با استفاده از روش قرار دادن قطب برای همزمان سازی یک کلاس از سیستم های کسری مرتبه غیرخطی طراحی شده است. در [۷]، سه طرح طراحی شده برای دستیابی به هماهنگ سازی آشوب از کسری مرتبه سیستم hyperchaotic در [۸] و [۹]، نظریه کنترل کلاسیک به یک معادله انتشار کسری در یک دامنه محدود استفاده شد. در [۱۰]، نویسندگان تجزیه و تحلیل رفتار آشفته از مرتبه کسری پرداخته و شرایط کنترل آشوب به نقاط تعادل ناپایدار ارائه شده، سپس با استفاده از روش کنترل فیدبک کنترل آشوب مرتبه کسری صورت گرفته است. در [۱۱]، هماهنگ سازی عملکرد بین سیستم آشفته کسری مرتبه مورد بررسی قرار گرفت. در [۱۲]، یک روش ساده اما کارآمد برای کنترل سیستم آشفته کسری را با استفاده از TS کلی مدل فازی و مکانیزم تنظیم تطبیقی ارائه شده است.

۲. سیستم های با مشتق کسری

با وجود پیچیدگی هایی که در حسابان کسری وجود دارد، در دهه های گذشته با پیشرفت در زمینه های آشوب و ارتباط تنگاتنگ فرکتال ها با حسابان کسری موجب شده که علاقه مندی در به کارگیری آن همچنان افزایش یابد. حسابان کسری دارای گستره ی بیشتری نسبت به مشتق صحیح است. اگر بجای مرتبه ی صحیح مشتق یا انتگرال، از مرتبه کسری آن استفاده شود باید از حسابان کسری برای حل مشتق و انتگرال کسری استفاده شود.

$$a^{D^q} = \begin{cases} \frac{d^q}{dt^q} q > 0 \\ 1q = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-q} q < 0 \end{cases} \quad .1$$

اپراتور

مشتق گیر-انتگرال گیر به وسیله ${}_a D_t^\alpha$ نشان داده می شود. این عملگر نمادی است که برای گرفتن مشتق و انتگرال کسری به کار می رود. برای مقادیر مثبت α نماد مشتق و برای مقادیر منفی α نماد انتگرال است. تعاریفی که معمولاً برای مشتق کسری به کار می رود گرانوالد-لتنیکوف^۱، ریمان-لیویل^۲ و کاپوتو^۳ می باشند و به صورت زیر بیان می گردند.

گرانوالد - لتنیکوف

تعریف گرانوالد-لتنیکوف به صورت زیر می باشد.

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{[t-a/h]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh), \quad (2)$$

حد بالایی حاصل جمع، در رابطه فوق باید به بی نهایت میل کند و عبارت $\frac{t-a}{h}$ این خصوصیت را دارد (t و a حد بالا و پایین مشتق گیری هستند) فرمول مشتق گرانوالد-لتنیکوف را می توان برای انتگرال گیری کسری مورد استفاده قرار داد. ساده ترین تغییر برای استفاده از این فرمول در انتگرال گیری، استفاده از آن

برای $\alpha < 0$ می باشد. در این حالت باید عبارت $\binom{-\alpha}{m}$ را با استفاده از تابع گاما قابل تعریف کنیم.

تعریف ریمان-لیویل [۱۳] تعریف دوم، تعریف RL است که به عنوان ساده ترین و راحت ترین تعریف مورد استفاده قرار می گیرد و به صورت زیر تعریف می شود.

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d}{dt} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau, \quad (3)$$

که $n-1 < \alpha < n$ و نیز $\Gamma(\cdot)$ ، تابع معروف گاما است. تبدیل لاپلاس آن به فرم زیر می باشد:

¹ Grunwald-Letnikov

² Riemann-Liouville

³ Caputo

$$\int_0^{\infty} e^{-st} {}_0D_t^{\alpha} f(t) dt = s^{\alpha} F(s) \quad \alpha \leq 0 \quad .4$$

$$\int_0^{\infty} e^{-st} {}_0D_t^{\alpha} f(t) dt = s^{\alpha} F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k {}_0D_t^{\alpha-k-1} f(t) \Big|_{t=0} \quad n-1 < \alpha \leq n \in \mathbb{N} \quad .5$$

متأسفانه، مشتق کسری ریمان-لیویل برای استفاده از تبدیل لاپلاس آن مناسب به نظر نمی‌رسد، زیرا به مشتق مرتبه غیر صحیح تابع در $t=0$ نیاز است، در واقع شرایط اولیه در این روش لحاظ نشده است. این مشکل در تعریف کاپوتو وجود ندارد. تعریف مشتق کاپوتو که گاهی اوقات مشتق کسری هموار نامیده می‌شود، به صورت زیر قابل بیان است.

تعریف کاپوتو

$${}_0D_t^{\alpha} f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-m}} d\tau & , m-1 < \alpha < m \\ \frac{d^m}{dt^m} f(t) & \alpha = m \end{cases} \quad .4$$

که m اولین عدد صحیح بزرگ‌تر از α است

۳. طراحی کنترل مدلغزشی برای همزمان سازی یک سیستم آشوبی Genesio_Tesi با مرتبه کسری

یک سیستم آشوبی Genesio_Tesi با مرتبه کسری $q, 0 < q < 1$ در نظر بگیرید که با معادله دیفرانسیلی کسری زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{aligned} d^q x_1 &= x_2 \\ d^q x_2 &= x_3 \\ d^q x_3 &= -cx_1 - bx_2 - ax_3 - x_1^2 \end{aligned} \quad .5$$

به ازای مقادیر مختلف a, b, c این سیستم یک سیستم آشوبی می‌باشد.

به عنوان مثال:

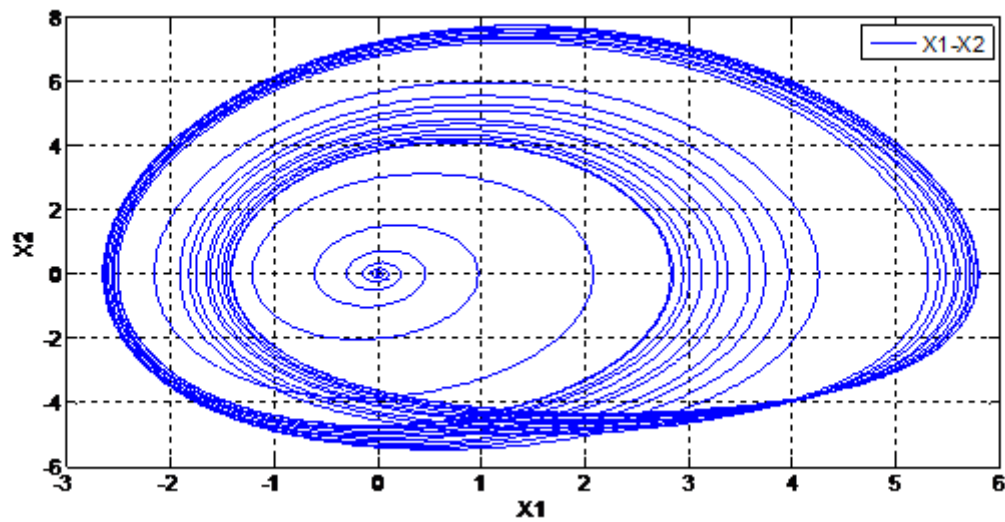
$$d^q x_1 = x_2$$

$$d^q x_2 = x_3$$

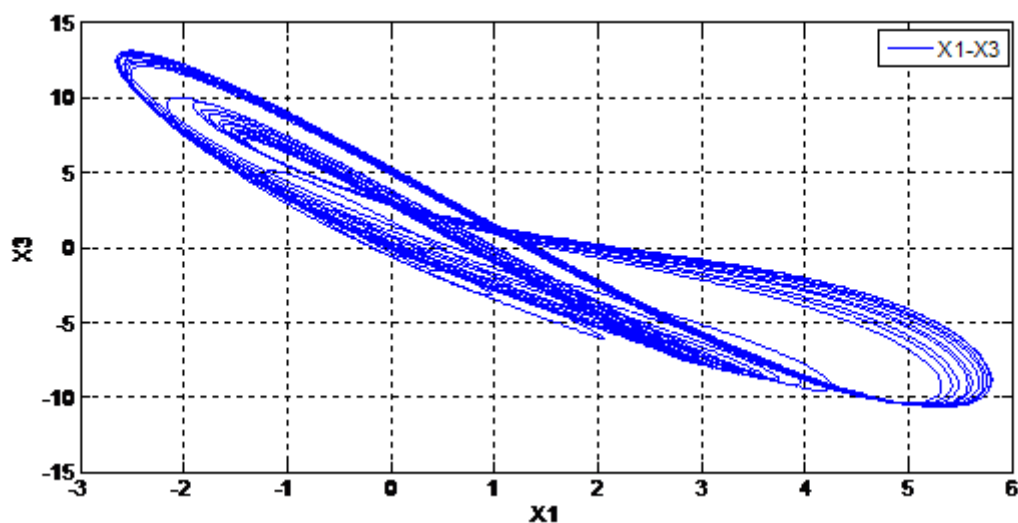
$$d^q x_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 - x_1^2$$

$$a = 1.2; b = 2.92; c = 6;$$

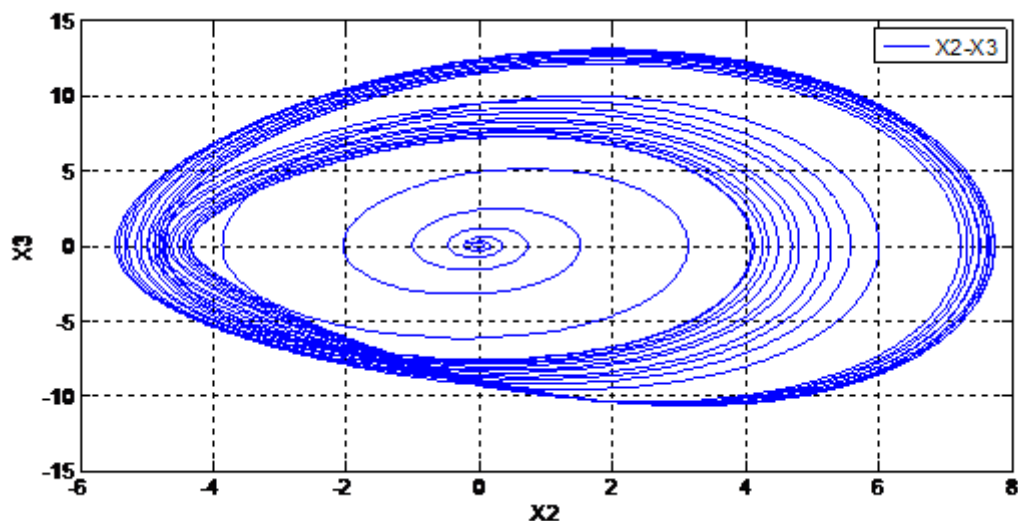
۶.



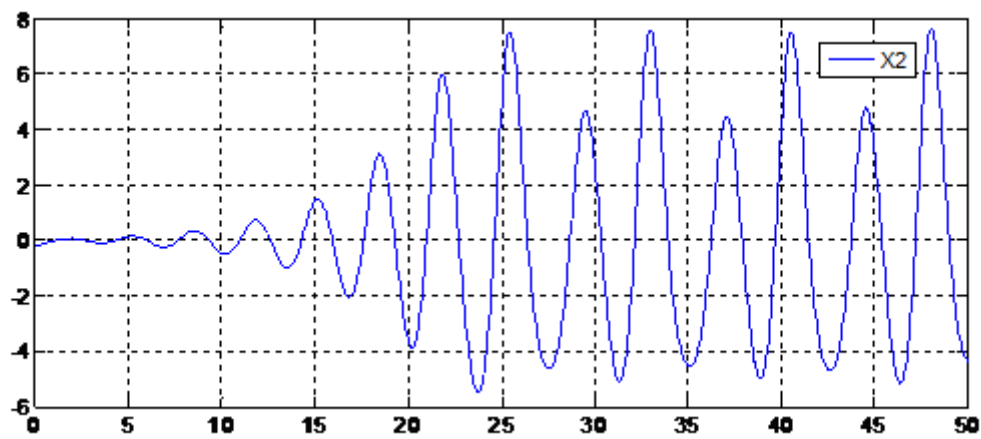
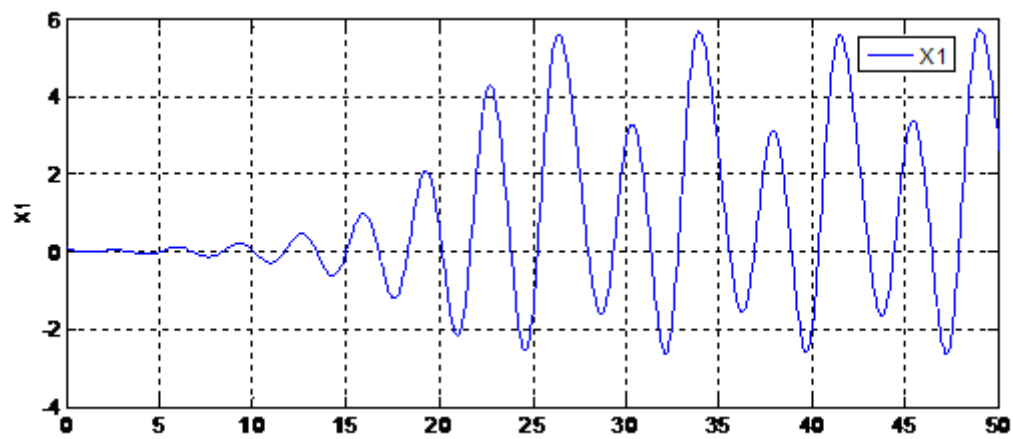
شکل ۱- صفحه فاز x_1 - x_2



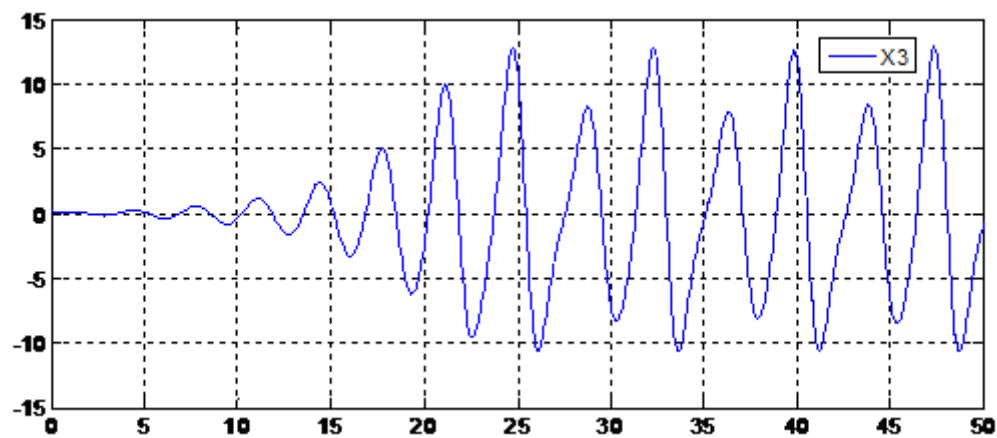
شکل ۲- صفحه فاز x_1 - x_3



شکل ۳- صفحه فاز x_2 - x_3



شکل ۵- پاسخ حالت x_2



شکل ۶- پاسخ حالت x_3

می خواهیم دو سیستم Genesio_Tesi با شرایط اولیه متفاوت را به روش مدلغزشی با هم همزمان
نماییم:

سیستم Master

$$d^q x_1 = x_2 \quad .7$$

$$d^q x_2 = x_3$$

$$d^q x_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 - x_1^2$$

$$d^q y_1 = y_2 + u_1 \quad .8$$

$$d^q y_2 = y_3 + u_2$$

$$d^q y_3 = -cy_1 - by_2 - ay_3 - y_1^2 + u_3$$

سیستم Slave

همزمانی به معنی پیدا کردن سیگنال کنترل $u(t) \in R^3$ که حالت سیستم پیرو را به حالت سیستم پایه
برساند. برای رسیدن به این هدف خطای دینامیک هماهنگ سازی را به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$D^q e_1 = e_2 + u_1 \quad .9$$

$$D^q e_2 = e_3 + u_2$$

$$D^q e_3 = -ce_1 - be_2 - ae_1 + y_1^2 - x_1^2 + u_3$$

که داریم

$$e_1 = y_1 - x_1 \quad .10$$

$$e_2 = y_2 - x_2$$

$$e_3 = y_3 - x_3$$

و

$$G(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ y_1^2 - x_1^2 \end{bmatrix} \quad .11$$

و برای ساده سازی آن بخش خطی سیستم پیرو را با ماتریس A را با $A = A_2$ جایگزین می کنیم. هدف اصلی طراحی کنترلر $u(t) \in R^3$ است به طوری که داشته باشیم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = 0 \quad .12$$

بر اساس روش طراحی کنترل فعال بخش غیر خطی خطای دینامیک با انتخاب بردار ورودی زیر حذف می شود:

$$u(t) = H(t) - G(x_1, x_2) \quad .13$$

خطای سیستم (۱۱) به صورت زیر باز نویسی می شود:

$$D_t^q e = A_e e + H(t) \quad .14$$

معادله (۱۶) توصیف کننده دینامیک خطا با تعریف جدید ورودی کنترل $H(t)$ است. در کنترل مد لغزشی فعال، $H(t)$ بر اساس قوانین مد لغزشی طراحی می شود:

$$H(t) = Kw(t) \quad .15$$

که $K = [k_1, k_2, k_3]^T$ بردار ثابت بهره و $w(t) \in R^3$ ورودی کنترل است که به صورت زیر است:

$$w(t) = \begin{cases} w^+(t) & s(e) \geq 0 \\ w^-(t) & s(e) < 0 \end{cases} \quad .16$$

که $s = s(e)$ سطح سویچینگ بوده که دینامیک ها در منطقه ی مطلوب آن قرار می گیرند. در نتیجه خطای دینامیک به صورت زیر است:

$$D_t^q e = A_e e + Kw(t) \quad .17$$

سطح

طراحی

لغزشی

سطح لغزشی را به صورت زیر می توان تعیین کرد:

$$s(e) = Ce \quad (18)$$

که $C = [c_1, c_2, c_3]$ بردار ثابت است. از حل معادله $s^\square(e) = 0$ که شرط لازم است کنترل معادل به دست می آید و $s(e) = 0$ شرط ماندن منحنی حالت در سطح سوئیچینگ است. بنابراین در کنترلر مد لغزشی، دو شرط زیر باید ارضا شوند:

$$s^\square(e) = 0 \text{ و } s(e) = 0 \quad (19)$$

بر اساس معادلات (۱۹) - (۲۱) نتایج زیر را می توان استنباط کرد:

$$s^\square(e) = \frac{\partial s(e)}{\partial e} e^\square = \frac{\partial s(e)}{\partial e} {}_0D_t^{1-q} ({}_0D_t^q e) = C {}_0D_t^{1-q} [A_e + Kw(t)] = 0 \quad (20)$$

بنابراین:

$${}_0D_t^{1-q} w(t) = -(CK)^{-1} CA ({}_0D_t^{1-q} e(t)) \quad (21)$$

جواب معادله (۲۳) همان کنترل معادل $w_{eq}(t)$ است:

$$w_{eq}(t) = -(CK)^{-1} CA e(t) \quad (22)$$

قابل درک است که CK لزوماً مقداری غیر صفر دارد. با جایگذاری معادله (۴-۱۴) در $w(t)$

معادله (۱۹) خطای دینامیک روی سطح لغزشی با رابطه زیر مشخص می شود:

$${}_0D_t^{1-q} e = (I - K(CK)^{-1}C) Ae \quad (23)$$

طراحی کنترلر مد لغزشی

در طراحی مقدار ثابت بعلاوه سرعت همگرایی نسبی را در نظر می گیریم. شرط رسیدن به صورت زیر انتخاب می شود:

$${}_0D_t^{1-q}s = -p \operatorname{sgn}(s) - rs \quad .24$$

که $\operatorname{sgn}(\cdot)$ نشان دهنده تابع علامت است. گین ها $p > 0$ و $r > 0$ به طوری تعیین می شوند که شرایط لغزش برآورده شود و حرکت مد لغزشی رخ دهد.

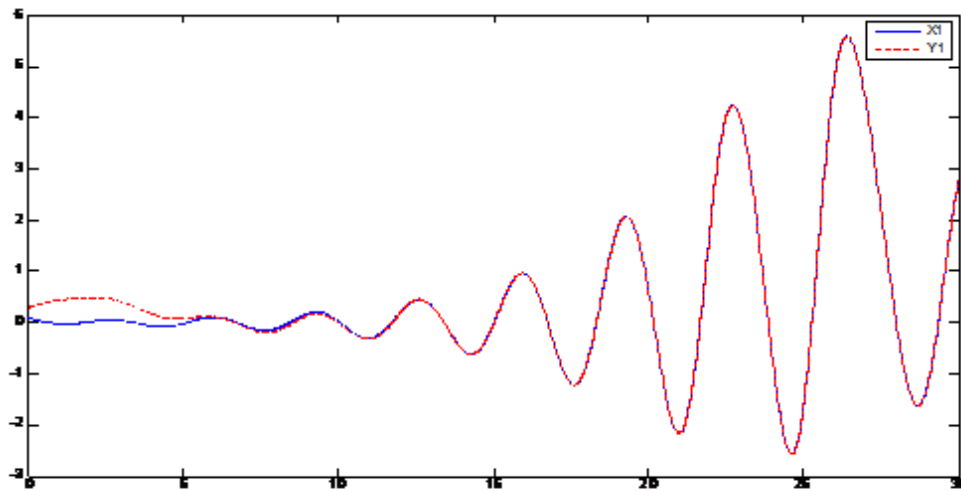
از معادلات (۱۹) و (۲۰) می توان به دست آورد:

$${}_0D_t^{1-q}s = C {}_0D_t^q e = C [A_e + Kw(t)] \quad .25$$

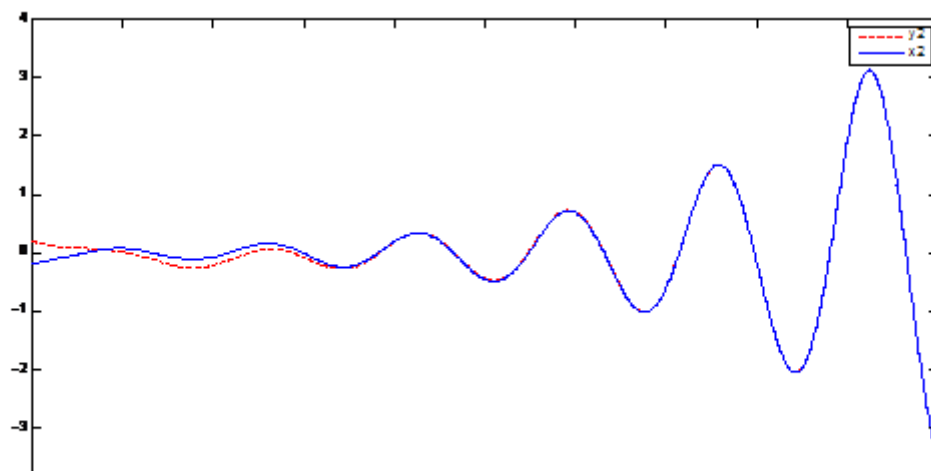
حال از معادلات (۲۵) و (۲۶) کنترل ورودی به صورت زیر تعیین می شود:

$$w(t) = -(CK)^{-1} [C(rI + A)e + p \operatorname{sgn}(s)] \quad .26$$

$$u(t) = K(-(CK)^{-1} [C(rI + A)e + p \operatorname{sgn}(s)]) - G$$

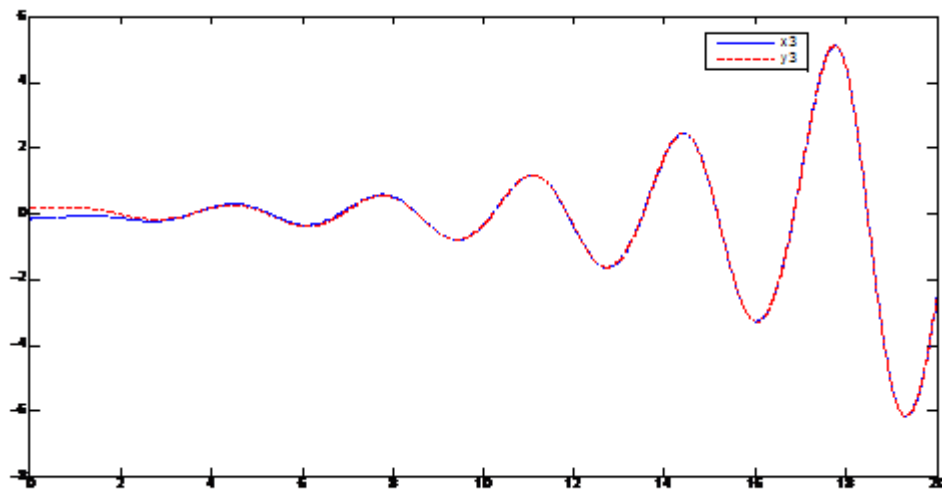


۳. شبیه سازی عددی



شکل ۷- پاسخ x_1 و y_1 پس از اعمال کنترل مد لغزشی

شکل ۸- پاسخ x_2 و y_2 پس از اعمال کنترل مد لغزشی



شکل ۹- پاسخ x_3 و y_3 پس از اعمال کنترل مدلغزشی

از طراحی انجام شده در بخش اول چند سیگنال را در محیط workspace دریافت کرده و به عنوان دیتای شبکه adaptive Nero fuzzy استفاده می کنیم

$U1$ =سیگنال کنترلی حالت اول

$U2$ =سیگنال کنترلی حالت دوم

$U3$ =سیگنال کنترلی حالت سوم

S =سطح لغزش

ds =تغییرات سطح لغزشی

۵ بردار در محیط کار ذخیره شده است. هدف طراحی ۳ سیستم فازی با استفاده از ANFIS برای جایگزینی u_1, u_2, u_3 می باشد.

برای آموزش انفیس اول ماتریسی مطابق روبرو ایجاد می کنیم.

$$data = [s \quad ds \quad u1] \quad ۲۷$$

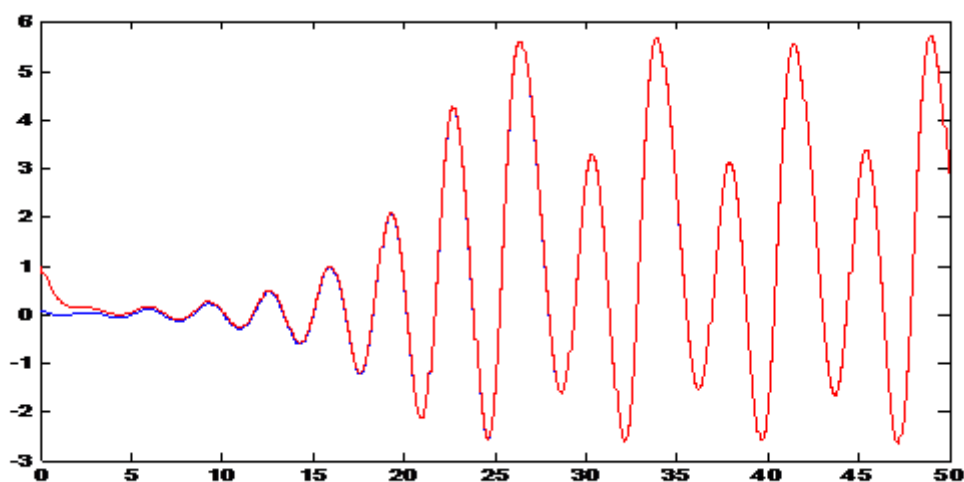
در آموزش انفیس لزوماً باید ستون آخر خروجی مطلوب باشد.

مجموع

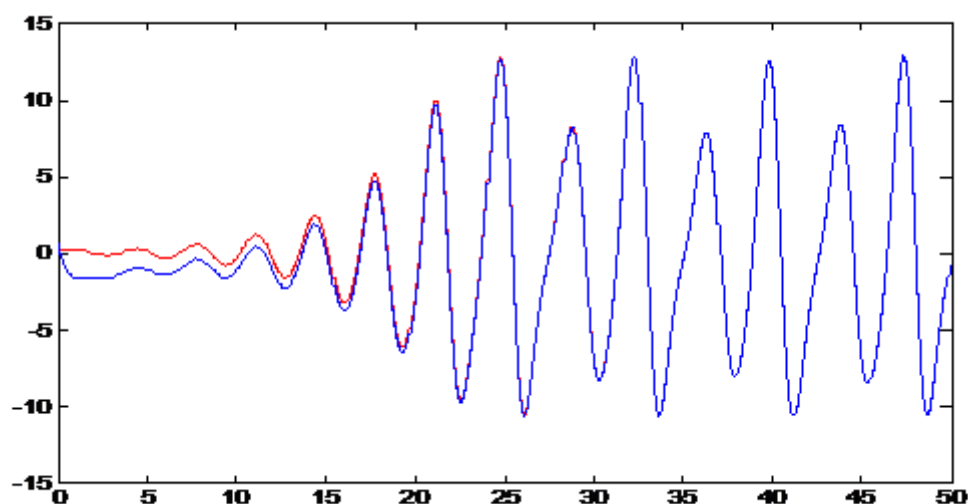
از

دیتاهای موجود ۷۰٪ به عنوان داده های آموزش و ۳۰٪ به عنوان تست استفاده کرده ایم.

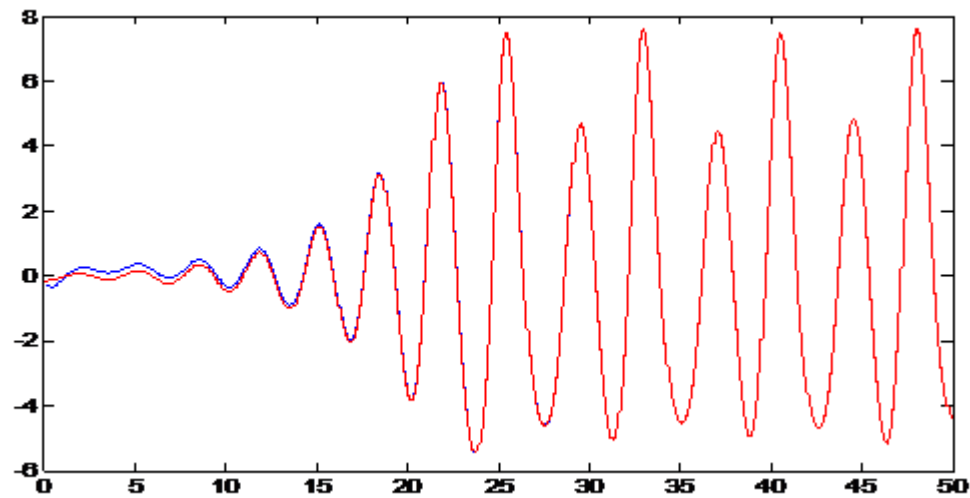
بهتر است در انتخاب داده های آموزش و تست ترتیب رعایت نشود یعنی به صورت تصادفی از مجموع داده ها انتخاب کرده ایم.



شکل ۱۰- پاسخ x_1 و y_1 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی



شکل ۱۱- پاسخ x_2 و y_2 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی



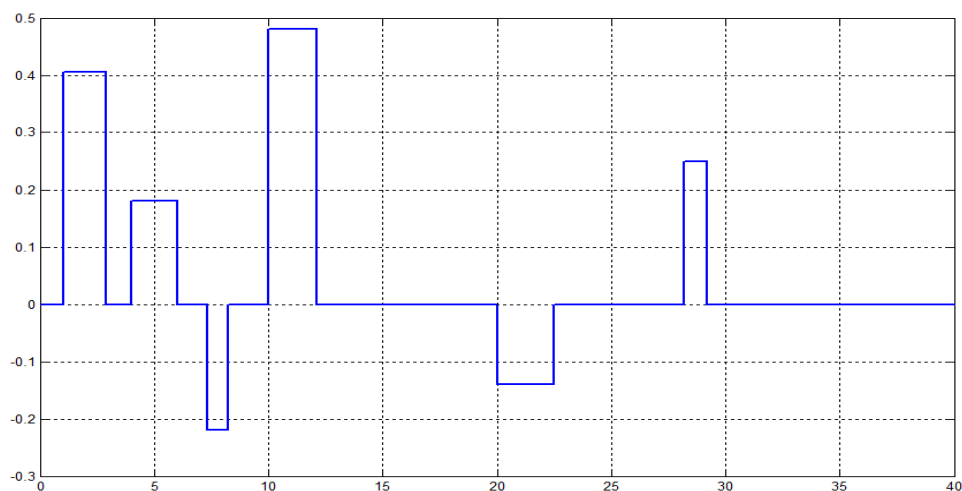
شکل ۱۲- پاسخ x_3 و y_3 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی

اثر اغتشاش:

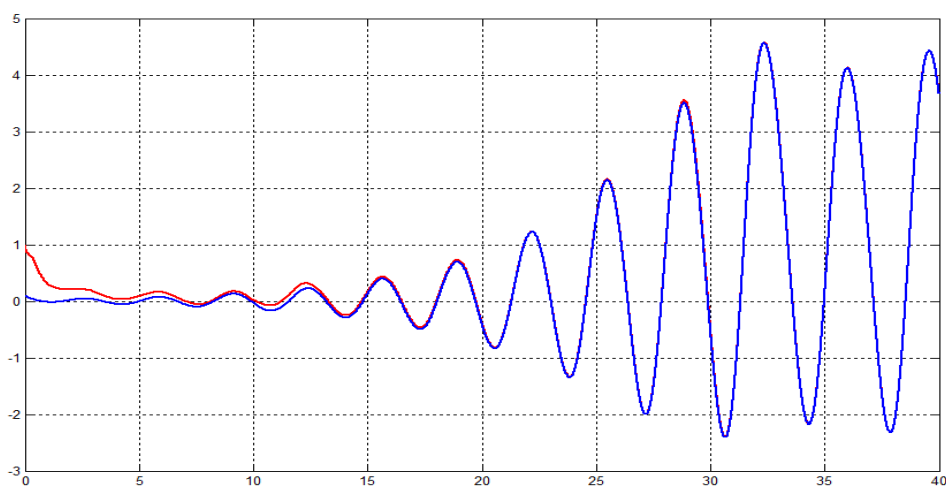
در این مرحله یک سیگنال اغتشاش خارجی مطابق با شکل ۱۳ به سیستم وارد می کنیم.

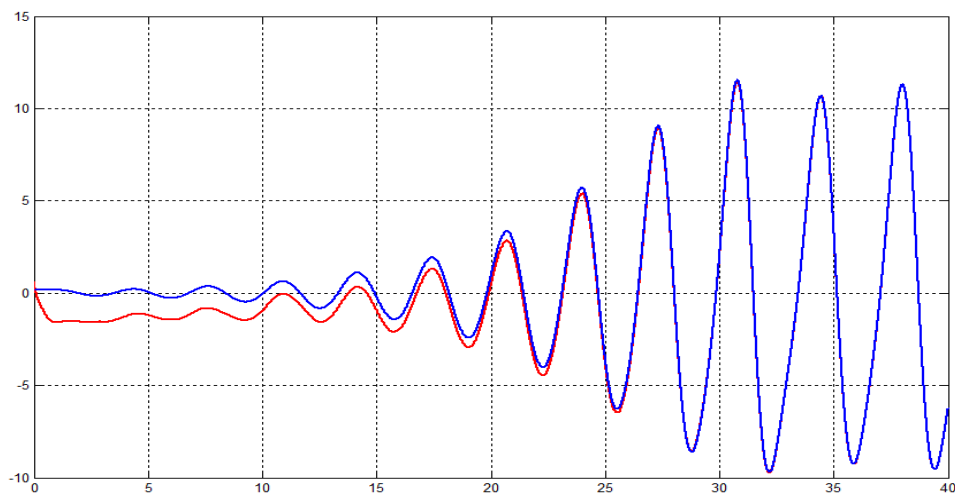
این اغتشاش به حالت سوم سیستم مستر اعمال شده است :

$$d^4x_3 = -a \cdot x_1 - b \cdot x_2 - c \cdot x_3 + x_1 \cdot x_1 + d;$$

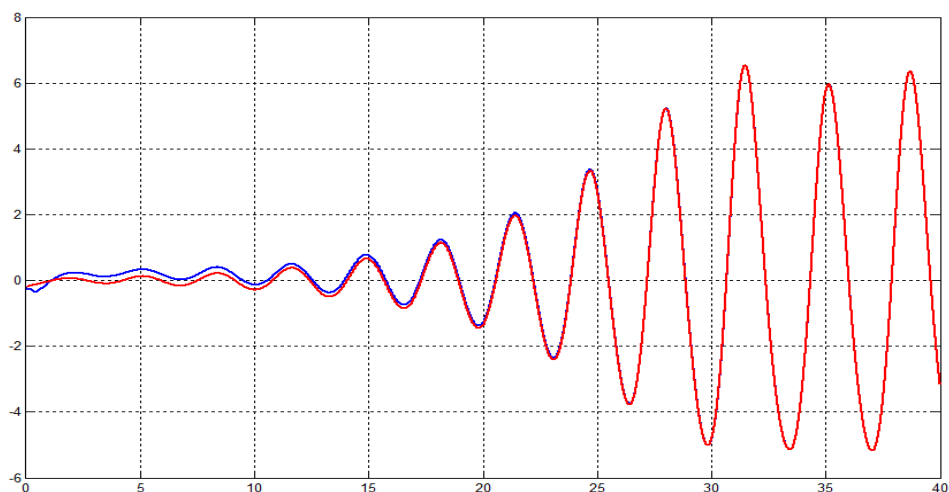


شکل 13- اغتشاش غیر سینوسی وارد شده به سیستم





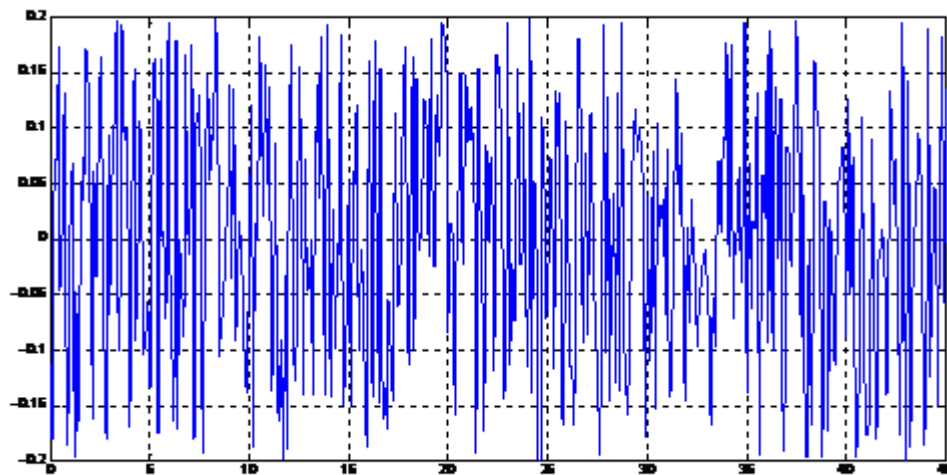
شکل ۱۴- پاسخ x_1 و y_1 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی با اغتشاش غیر سینوسی



شکل ۱۵- پاسخ x_2 و y_2 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی با اغتشاش غیر سینوسی

شکل ۱۶- پاسخ x_3 و y_3 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی با اغتشاش غیر سینوسی

پاسخ حالت های سیستم در شکل های ۱۶-۱۷-۱۸ نشان داده شده است. مشاهده می شود این کنترل کننده نسبت به اغتشاش خارجی مقاوم بوده و همزمان سازی دو سیستم آشوبی کسری به خوبی انجام شده است.



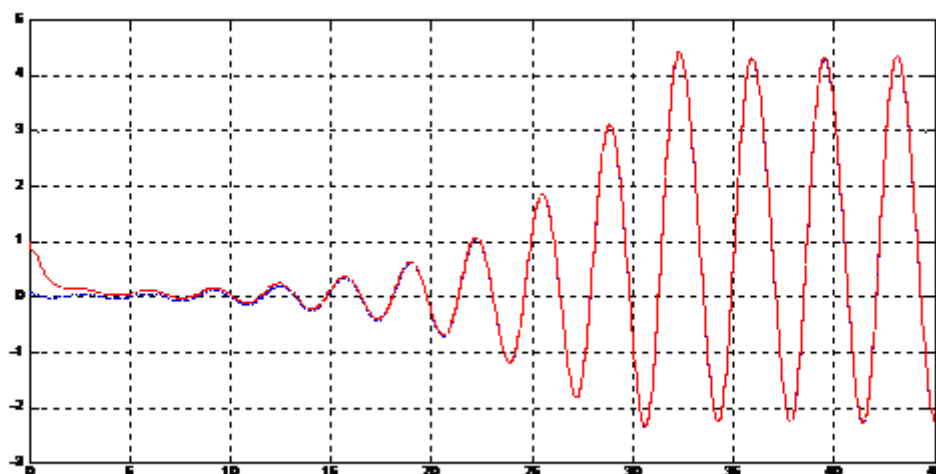
اثر نویز:

در این مرحله یک سیگنال نویز به سیستم وارد می کنیم، نویز وارد شده در شکل ۱۷ نشان داده شده است.

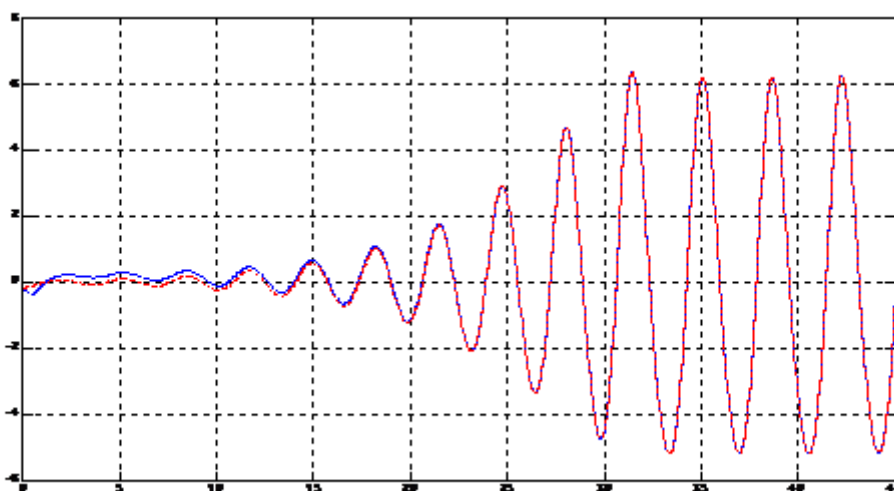
شکل ۱۷- نویز وارد شده به سیستم

این نویز به حالت سوم سیستم مستر اعمال شده است

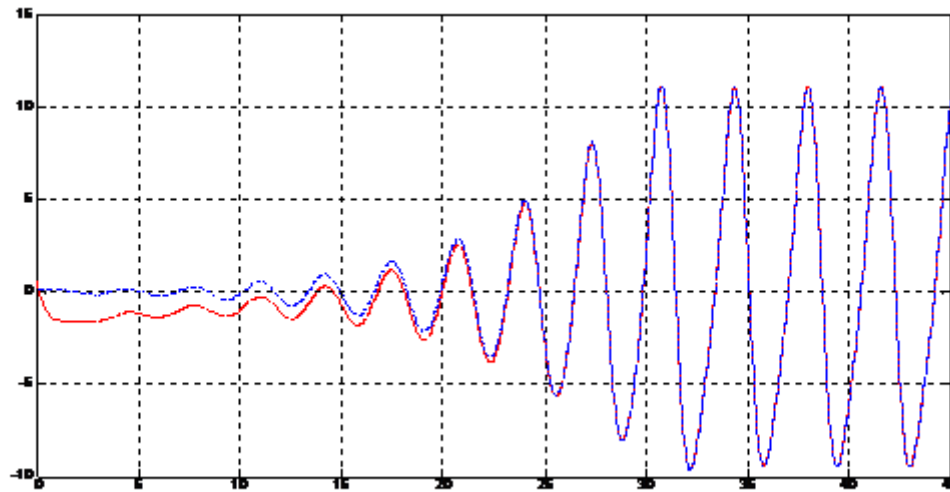
$$d^4x_3 = -a \cdot x_1 - b \cdot x_2 - c \cdot x_3 + x_1 \cdot x_1 + N;$$



شکل ۱۸- پاسخ x_1 و y_1 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی با وجود نویز



شکل ۱۹- پاسخ x_2 و y_2 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی با وجود نویز



شکل ۲۰- پاسخ x_3 و y_3 پس از اعمال کنترل فازی تطبیقی با وجود نویز

مطابق با شکل ۱۷ یک نویز سفید با حداکثر دامنه ۰,۲ به سیستم وارد شده است در شکل های ۱۸-۱۹-۲۰ پاسخ سیستم در شرایط وجود نویز نشان داده شده است.

برای مقایسه عملکرد این کنترل کننده در شرایط مختلف از معیار زیر برای ارزیابی استفاده شده است

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e(i)^2$$

	MSE1	MSE2	MSE3
فازی	۰,۰۰۶۸	۰,۰۰۵۴	۰,۱۷۲۳
اغتشاش	۰,۰۱۶۳	۰,۰۱۶۰	۰,۷۴۲۷
نویز	۰,۰۱۶۳	۰,۰۱۹۵	۰,۹۱۴۲

نتیجه گیری

در این مقاله همزمان سازی سیستم های آشوبی مرتبه کسری به روش کنترل فازی تطبیقی بررسی شده است. بر اساس تئوری پایداری لیاپانوف و نظریه کنترل مدلغزشی کنترل کننده ای برای پایداری سازی و همزمان سازی سیستم های آشوبی مرتبه کسری طراحی شده است. در شبیه سازی شرایط اولیه مقدار $X(0)=(0.1,-0.2,0.2)$ و $Y(0)=(1,-0.2,0.6)$ و $a=1.2, b=2.92, c=6, q=0.95$ لحاظ شده است. نتایج شبیه سازی از سودمند بودن این روش برای هماهنگ سازی سیستم های آشوبی مرتبه کسری خبر می دهد. کنترل کننده پیشنهادی در مقابل اغتشاش و نویز پاسخ مناسبی از خود نشان می دهد.

مراجع:

1. Wu, X.J., Li, J., Chen, G.R.: Chaos in the fractional order unified system and its synchronization. J. Franklin Inst.345, 392–401 (2008)
2. Ge, Z.M., Ou, C.Y.: Chaos synchronization of fractional order modified Duffing systems with parameters excited by chaotic signal. Chaos Solitons Fractals35, 705–717 (2008)
3. Tavazoei, M.S., Haeri, M.: Synchronization of chaotic fractional-order systems via active sliding mode controller. Phys.A, Stat.Mech.Appl.387, 57–70 (2008)
4. Matouk, A.E.: Chaos, feedback control and synchronization of a fractional-order modified autonomous vander Pol–Duffing circuit. Commun. Nonlinear Sci. Numer.Simul.16, 975–986 (2011)
5. Delavari, H., Ghaderi, R., Ranjbar, A., Momani, S.: Fuzzy fractional order sliding mode controller for nonlinear systems. Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.15, 963–978(2010)
6. Wu, X.J., Lu, H.T., Shen, S.L.: Synchronization of a new fractional-order hyperchaotic system. Phys. Lett. A 373,2329–2337 (2009)
7. Wang, J.R., Zhou, Y.: A class of fractional evolution equations and optimal controls. Nonlinear Anal., Real WorldAppl.12, 262–272 (2011)

8. Zhang, R.X., Yang, S.P.: Designing synchronizationschemes for a fractional-order hyperchaotic system. Acta Phys. Sin.57, 6837–6843 (2008)
9. 24. Mophou, G.M.: Optimal control of fractional diffusion equation. Comput. Math. Appl.61, 68–78 (2011)
10. Wang, X.Y., He, Y.J., Wang, M.J.: Chaos control of a fractional order modified coupled dynamos system. Nonlinear Anal.71, 6126–6134 (2009)
11. Zhou, P., Zhu, W.: Function projective synchronization for fractional-order chaotic systems. Nonlinear Anal., Real World Appl.12, 811–816 (2011)
12. Zheng, Y.G., Nian, Y.B., Wang, D.J.: Controlling fractional order chaotic systems based on Takagi–Sugeno fuzzy model and adaptive adjustment mechanism. Phys. Lett. A 375, 125–129 (2010)
13. Dastranj, Mohammad Reza, Mojtadaba Rouhani, and Ahmad Hajipoor. "Design of Optimal Fractional Order PID Controller Using PSO Algorithm." International Journal of Computer Theory and Engineering 4, no. 3 (2012).
14. A. Charef, H. H. Sun, Y. Y. Tsao, B. Onaral, IEEE Trans. Auto. Contr. 37: 1465-1470(1992)
15. C. G. Li, G. R. Chen, Chaos, Solitons & Fractals 22, 549~554(2004)
16. Morel, Cristina, et al. "Synchronization of chaotic attractors with different equilibrium points." International Journal of Computer Mathematics 91.6 (2014): 1255-1280.
17. Zhang, Ruoxun, and Jingbo Gong. "Synchronization of the fractional-order chaotic system via adaptive observer." Systems Science & Control Engineering: An Open Access Journal 2.1 (2014): 751-754.